6К

УДК 621.317.

В.П. Куценко
Государственный университет информатики и искусственного интеллекта, г. Донецк
Казенное научно-производственное предприятие «Кварсит», г. Константиновка, Украина
donetsk50@mail.ru

Математическая модель двойного волноводного тройника в условиях низкоинтенсивных сигналов

Предложена математическая модель двойного волноводного тройника с учетом преобразования низкоинтенсивных сигналов, уровень мощности которых сопоставим с паразитными шумами входных элементов измерительной радиометрической аппаратуры.

Введение

Разработка чувствительной и высокоточной радиометрической аппаратуры КВЧ диапазона связана с жесткими требованиями к параметрам входных микроволновых узлов, от которых в значительной степени зависит качество ее работы. Отклонение параметров входных узлов микроволновой аппаратуры от расчетных приводит к ухудшению ее основных метрологических характеристик: чувствительности, точности, широкополосности и т.д.

Наиболее информативными параметрами микроволновых узлов являются комплексные параметры. В общем случае многополюсное микроволновое устройство (в данном случае двойной волноводный тройник) может быть описано S-матрицей рассеяния, элементы которой представляют собой комплексные коэффициенты отражения от входов или комплексные коэффициенты передачи между соответствующими плечами устройства [1], [2]. Исследование данных элементов матрицы рассеяния позволяет в процессе расчетов и дальнейшей настройки микроволновой аппаратуры получить близкие к оптимальным характеристики входных микроволновых элементов. Однако, как показывает анализ научно-технической литературы [3-6], схемные решения, а также расчет параметров двойных волноводных тройников высокочувствительной микроволновой аппаратуры осуществляется без учета собственных паразитных шумов входных элементов устройств. В то же время уровень данных шумов в радиометрических системах сопоставим с уровнем измеряемых сигналов, что отрицательно сказывается на чувствительности и точности данной техники.

Постановка задачи исследования

Применение двойных волноводных тройников (ДВТ) при решении задач первичного преобразования низкоинтенсивных шумовых сигналов с широким спектром КВЧ диапазона, уровень которых сопоставим и даже ниже уровня паразитных шумов входных элементов измерительной радиометрической аппаратуры, позволяет разделить выходной сигнал приемной антенны, состоящий из полезного сигнала и ее собственных шумов, на два канала (рис. 1) [7]. При условии правильной настройки ДВТ А1 и точного подбора эквивалента антенны R1, подключаемого к одному из его входных плеч, это разделение сигналов обеспечит при дальнейшей их обработке в каналах измерительного радиометрического устройства получение на выходе информации о интенсивности полезного сигнала в исследуемом диапазоне частот.

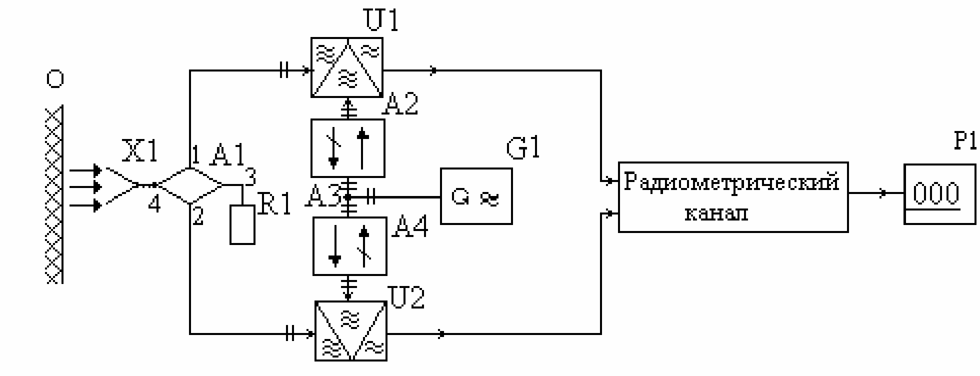


Рисунок 1 – Функциональная схема входного каскада высокочувствительного супергетеродинного радиометра

Поэтому оценка комплексных параметров ДВТ, с учетом преобразования низкоинтенсивных сигналов, уровень мощности которых сопоставим и даже ниже уровня паразитных шумов входных элементов измерительной радиометрической аппаратуры, является актуальной задачей, решение которой позволит существенно улучшить ее метрологические характеристики.

Обобщенная математическая модель двойного волноводного тройника

Во входном каскаде супергетеродинного корреляционного радиометра (рис. 1) в плечо 4 ДВТ А1 подается от приемной антенны X1 сигнал, представляющий собой широкополосный шум, изменяющийся по закону случайных процессов и состоящий из измеряемого низкоинтенсивного радиотеплового электромагнитного излучения от объекта исследования «О» (10^{-19} 10^{-21} Вт/Гц) и собственного радиотеплового шума антенны X1, уровень мощности которого соизмерим с полезным сигналом и даже может его превышать. К плечу 3 ДВТ А1 подключен эквивалент антенны R1, подобранный по шумам и сопротивлению. Плечи 1 и 2 ДВТ А1 являются выходами и подключены на входы КВЧ-смесителей U1 и U2, к управляющим входам которых подается сигнал от КВЧ-гетеродина G1 через бинарный делитель мощности А3 и два ферритовых вентиля А2 и А4. Выходы КВЧ-смесителей U1 и U2 соединены с входом радиометрического канала, к выходу которого подключен индикатор Р1.

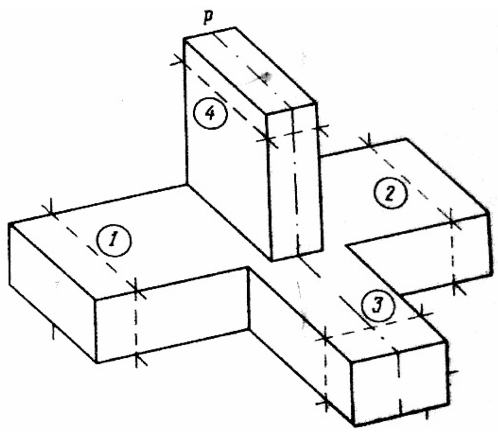


Рисунок 2 – Конструкция моста двойного волноводного тройника

Чувствительность радиометра и точность его работы в условиях преобразования низкоинтенсивных сигналов, уровень мощности которых сопоставим и даже ниже уровня паразитных шумов входных элементов схемы, будет в значительной степени зависеть от правильной настройки ДВТ А1, представляющего собой соединение в одном узле однодиапазонных Н- и Е-тройников, плоскости симметрии которых совмещены (рис. 2). Обобщенная модель многополюсного КВЧ преобразователя-ДВТ для расчета его комплексных параметров может быть представлена как восьмиполюсник (рис. 3).

В КВЧ тракте обеспечен широкополосный режим работы; процессы в тракте характеризуются квазистационарностью; параметры эквивалента антенны R1 по шумам и сопротивлению равны параметрам антенны X1; выходные нагрузки, подключенные к 1 и 2 плечам (входы смесителей 1 и 2 каналов), равны по сопротивлению и шумам; диэлектрическим заполнением ДВТ А1 является воздух, плоскости отсчета 1 и 2 расположены симметрично относительно плоскости симметрии Р; ДВТ А1 изготовлен из проводника близкого к идеальному.

С точки зрения распространения энергии ДВТ А1 может рассматриваться как обобщенное восьмиполюсное устройство, характеризующееся матрицей рассеяния [8]:

$$[S]=\begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{vmatrix} \qquad (1)$$

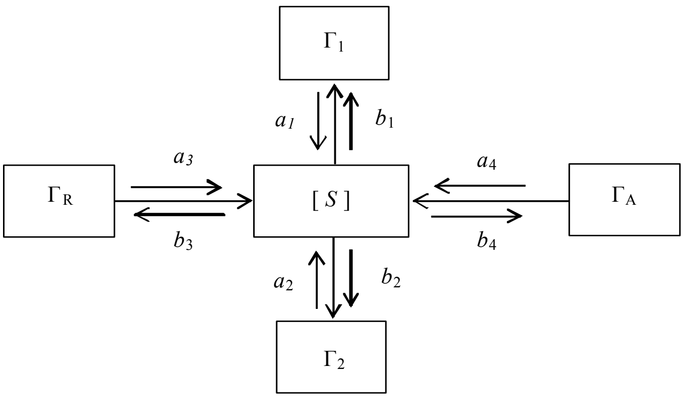


Рисунок 3 – Обобщенная модель двойного волноводного тройника, как восьмиполюсника, для расчета его комплексных параметров

На схеме (рис. 3) обозначены: Γ_A, Γ_R, Γ_1, Γ_2 – комплексные коэффициенты отражения (ККО) приемной антенны, эквивалента антенны, входов 1 и 2 смесителей соответственно.

Определим зависимость выходных сигналов КВЧ преобразователя-ДВТ от параметров S_{mn}, Γ_A, Γ_R, Γ_1, Γ_2 и электрических компонентов шумовых полезных и паразитных сигналов, поступающих на все плечи тройника, воспользовавшись известной взаимосвязью падающих и отраженных волн на полюсах восьмиполюсника:

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 + S_{14}a_4, \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3 + S_{24}a_4, \\ b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3 + S_{34}a_4, \\ b_4 = S_{41}a_1 + S_{42}a_2 + S_{43}a_3 + S_{44}a_4, \end{cases} \qquad (2)$$

где a_1, a_2, a_3 и a_4 – нормированные падающие волны в плечах 1, 2, 3 и 4 ДВТ, b_1, b_2, b_3 и b_4 – нормированные отраженные волны соответственно в тех же плечах тройника.

Граничные условия на полюсах в данном случае записываются следующим образом:

$$\begin{cases} a_1 = E_1 + b_1\Gamma_1, \\ a_2 = E_2 + b_2\Gamma_2, \\ a_3 = E_R + b_3\Gamma_R, \\ a_4 = E_A + b_4\Gamma_A, \end{cases} \tag{3}$$

где $E_A = E_X + E_{ША}$ и E_R – соответственно электрические компоненты сигналов от приемной антенны и от эквивалента антенны; E_X и $E_{ША}$ – соответственно электрические компоненты сигналов от исследуемого источника и радиотепловых шумов антенны; E_1 и E_2 – соответственно электрические компоненты сигналов радиотепловых шумов смесителей 1 и 2.

$$\begin{cases} -S_{11}E_1 - S_{12}E_2 - S_{13}E_R - S_{14}E_A = b_1(S_{11}\Gamma_1 - 1) + b_2 S_{12}\Gamma_2 + b_3 S_{13}\Gamma_R + b_4 S_{14}\Gamma_A, \\ -S_{21}E_1 - S_{22}E_2 - S_{23}E_R - S_{24}E_A = b_1 S_{21}\Gamma_1 + b_2(S_{22}\Gamma_2 - 1) + b_3 S_{23}\Gamma_R + b_4 S_{24}\Gamma_A, \\ -S_{31}E_1 - S_{32}E_2 - S_{33}E_R - S_{34}E_A = b_1 S_{31}\Gamma_1 + b_2 S_{32}\Gamma_2 + b_3(S_{33}\Gamma_R - 1) + b_4 S_{34}\Gamma_A, \\ -S_{41}E_1 - S_{42}E_2 - S_{43}E_R - S_{44}E_A = b_1 S_{41}\Gamma_1 + b_2 S_{42}\Gamma_2 + b_3 S_{43}\Gamma_R + b_4(S_{44}\Gamma_A - 1). \end{cases} \tag{4}$$

Подставляя (3) в систему уравнений (2) и перегруппировав составляющие системы уравнений так, чтобы справа от знака равенства были величины, зависящие только от параметров восьмиполюсника, а слева связанные с параметрами шумовых сигналов:

Для нахождения нормированных отраженных волн в выходных плечах 1 и 2 ДВТ преобразуем систему уравнений через нормированные отраженные волны плеч 3 и 4. Для этого в третье уравнение системы (4) подставим значение отраженной волны b_4, падающей на антенну. Аналогичные действия произведем с первыми двумя уравнениями системы (4). Приравняв левые и правые части полученных уравнений, преобразовав их, получим соотношения между нормированными отраженными волнами в 1 и 2 плечах ДВТ и электрическими компонентами шумовых сигналов:

$$\begin{aligned} & b_1\left[\frac{S_{31}\Gamma_1(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{41}\Gamma_A\Gamma_1}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} - \frac{S_{24}(1-S_{11}\Gamma_1)+S_{14}S_{21}\Gamma_1}{(S_{24}S_{13}-S_{14}S_{23})\Gamma_R}\right]+ \\ & +b_2\left[\frac{S_{32}\Gamma_2(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{42}\Gamma_A\Gamma_2}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{S_{24}S_{12}\Gamma_2+S_{14}(1-S_{22}\Gamma_2)}{(S_{24}S_{13}-S_{14}S_{23})\Gamma_R}\right]+ \\ & +E_1\left[\frac{S_{31}[(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{41}\Gamma_A]}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{S_{24}S_{11}-S_{14}S_{21}}{(S_{24}S_{13}-S_{14}S_{23})\Gamma_R}\right]+ \\ & +E_2\left[\frac{S_{32}[(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{42}\Gamma_A]}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{S_{24}S_{12}-S_{14}S_{22}}{(S_{24}S_{13}-S_{14}S_{23})\Gamma_R}\right]+ \\ & +E_R\left[\frac{S_{33}[(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{43}\Gamma_A]}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{1}{\Gamma_R}\right]+ \\ & +E_A\left[\frac{S_{34}[(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{43}\Gamma_A]}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R}\right]=0. \end{aligned} \tag{5}$$

Для упрощения соотношения между нормированными отраженными волнами введем обобщенные комплексные константы, характеризующие в целом параметрический восьмиполюсник.

Эти константы определяются следующими формулами:

$$\alpha = \frac{S_{31}\Gamma_1(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{41}\Gamma_A\Gamma_1}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} - \frac{S_{24}(1-S_{11}\Gamma_1)+S_{14}S_{21}\Gamma_1}{(S_{24}S_{13}-S_{14}S_{23})\Gamma_R},$$

$$\beta = \frac{S_{32}\Gamma_2(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{42}\Gamma_A\Gamma_2}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{S_{24}S_{12}\Gamma_2+S_{14}(1-S_{22}\Gamma_2)}{(S_{24}S_{13}-S_{14}S_{23})\Gamma_R},$$

$$\gamma = \frac{S_{31}[(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{41}\Gamma_A]}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{S_{24}S_{11}-S_{14}S_{21}}{(S_{24}S_{13}-S_{14}S_{23})\Gamma_R},$$

$$\delta = \frac{S_{32}[(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{42}\Gamma_A]}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{S_{24}S_{12}-S_{14}S_{22}}{(S_{24}S_{13}-S_{14}S_{23})\Gamma_R}, \qquad (6)$$

$$\theta = \frac{S_{33}[(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{43}\Gamma_A]}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R},$$

$$\vartheta = \frac{S_{34}[(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{34}S_{43}\Gamma_A]}{(1-S_{33}\Gamma_R)(1-S_{44}\Gamma_A)-S_{34}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R}.$$

После введения обобщенных комплексных констант модель, представляющая собой нелинейную систему уравнений (2) – (4), примет вид:

$$b_1\alpha + b_2\beta + E_1\gamma + E_2\delta + E_R\theta + E_A\vartheta = 0. \qquad (7)$$

Далее из первого и третьего уравнений системы (4) выделим значение отраженной волны b_4, падающей на антенну, и приравняем их. Аналогичные действия произведем со вторым и четвертым уравнениями системы (4). Приравняв левые и правые части полученных уравнений, преобразовав их, получим вторые соотношения между нормированными отраженными волнами в 1 и 2 плечах ДВТ и электрическими компонентами шумовых сигналов:

$$\begin{aligned}
& b_1\left[\frac{S_{21}\Gamma_1(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}S_{41}\Gamma_A\Gamma_1}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{S_{34}(1-S_{11}\Gamma_1)+S_{14}S_{31}\Gamma_1}{(1-S_{33}\Gamma_R)S_{14}+S_{34}S_{13}\Gamma_R}\right]+ \\
& +b_2\left[\frac{S_{24}S_{42}\Gamma_A\Gamma_2-(1-S_{44}\Gamma_A)(1-S_{22}\Gamma_2)}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{S_{14}S_{32}\Gamma_2-S_{34}S_{12}\Gamma_2}{(1-S_{33}\Gamma_R)S_{14}+S_{34}S_{13}\Gamma_R}\right]+ \\
& +E_1\left[\frac{(1-S_{44}\Gamma_A)S_{21}+S_{24}S_{41}\Gamma_A}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{S_{14}S_{31}-S_{34}S_{11}}{(1-S_{33}\Gamma_R)S_{14}+S_{34}S_{13}\Gamma_R}\right]+ \\
& +E_2\left[\frac{(1-S_{44}\Gamma_A)S_{22}+S_{24}S_{42}\Gamma_A}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{S_{14}S_{32}-S_{34}S_{12}}{(1-S_{33}\Gamma_R)S_{14}+S_{34}S_{13}\Gamma_R}\right]+ \\
& +E_R\left[\frac{(1-S_{44}\Gamma_A)S_{23}+S_{24}S_{43}\Gamma_A}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R} + \frac{S_{14}S_{33}-S_{34}S_{13}}{(1-S_{33}\Gamma_R)S_{14}+S_{34}S_{13}\Gamma_R}\right]+ \\
& +E_A\left[\frac{S_{24}}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R}\right]=0.
\end{aligned} \qquad (8)$$

$$\alpha' = \frac{S_{21}\Gamma_1(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}S_{41}\Gamma_A\Gamma_1}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R}+\frac{S_{34}(1-S_{11}\Gamma_1)+S_{14}S_{31}\Gamma_1}{(1-S_{33}\Gamma_R)S_{14}+S_{34}S_{13}\Gamma_R},$$

$$\beta' = \frac{S_{24}S_{42}\Gamma_A\Gamma_2-(1-S_{44}\Gamma_A)(1-S_{22}\Gamma_2)}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R}+\frac{S_{14}S_{32}\Gamma_2-S_{34}S_{12}\Gamma_2}{(1-S_{33}\Gamma_R)S_{14}+S_{34}S_{13}\Gamma_R},$$

$$\gamma' = \frac{(1-S_{44}\Gamma_A)S_{21}+S_{24}S_{41}\Gamma_A}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R}+\frac{S_{14}S_{31}-S_{34}S_{11}}{(1-S_{33}\Gamma_R)S_{14}+S_{34}S_{13}\Gamma_R}, \quad (9)$$

$$\delta' = \frac{(1-S_{44}\Gamma_A)S_{22}+S_{24}S_{42}\Gamma_A}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R}+\frac{S_{14}S_{32}-S_{34}S_{12}}{(1-S_{33}\Gamma_R)S_{14}+S_{34}S_{13}\Gamma_R},$$

$$\theta' = \frac{(1-S_{44}\Gamma_A)S_{23}+S_{24}S_{43}\Gamma_A}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R}+\frac{S_{14}S_{33}-S_{34}S_{13}}{(1-S_{33}\Gamma_R)S_{14}+S_{34}S_{13}\Gamma_R}, \vartheta' = \frac{S_{24}}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}\Gamma_A S_{43}\Gamma_R}.$$

После введения дополнительных обобщенных комплексных констант модель, представляющая собой нелинейную систему уравнений (2) – (4), также примет вид:

$$b_1\alpha'+b_2\beta'+E_1\gamma'+E_2\delta'+E_R\theta'+E_A\vartheta'=0. \quad (10)$$

Решив совместно уравнения (7) и (10), найдем выражения для нормированных отраженных волн b_1, b_2 через обобщенные комплексные константы, характеризующие параметрический восьмиполюсник, и электрические компоненты шумовых сигналов.

$$b_1 = \frac{\beta'}{\alpha\beta'-\alpha'\beta}\left[E_1\left(\gamma'\frac{\beta}{\beta'}-\gamma\right)+E_2\left(\delta'\frac{\beta}{\beta'}-\delta\right)+E_R\left(\theta'\frac{\beta}{\beta'}-\theta\right)+E_A\left(\vartheta'\frac{\beta}{\beta'}-\vartheta\right)\right],$$

$$b_2 = \frac{\alpha'}{\alpha'\beta-\alpha\beta'}\left[E_1\left(\gamma'\frac{\alpha}{\alpha'}-\gamma\right)+E_2\left(\delta'\frac{\alpha}{\alpha'}-\delta\right)+E_R\left(\theta'\frac{\alpha}{\alpha'}-\theta\right)+E_A\left(\vartheta'\frac{\alpha}{\alpha'}-\vartheta\right)\right]. \quad (11)$$

Представление эквивалентных констант через S-параметры обобщенного восьмиполюсника с помощью формул (6), (7) и (9), (10) позволяет оценить их значения расчетным путем на стадии проектирования либо по результатам измерений после изготовления ДВТ. Эти значения могут быть использованы при реализации алгоритмов обработки измерительной информации, а также для точного определения этих констант при реализации процедуры настройки измерительного волноводного тройника.

В соответствии с разработанной математической моделью стационарное состояние измерительного двойного волноводного тройника характеризуется двенадцатью векторными $\alpha,\alpha',\beta,\beta',\gamma,\gamma',\delta,\delta',\theta,\theta',\vartheta,\vartheta'$ эквивалентными константами. Модель представляет собой нелинейную систему уравнений (11), связывающую выходные сигналы ДВТ с ККО приемной антенны, эквивалента антенны и входами смесителей, а также электрическими компонентами шумовых сигналов.

Таким образом, имеется принципиальная возможность разрешить данную систему относительно неизвестных комплексных параметров Γ_A, Γ_R, Γ_1, Γ_2 и электрических компонентов шумовых сигналов E_1, E_2, E_R, E_A. При этом должны быть известны константы и измерены выходные сигналы ДВТ.

Рассмотрим некоторые допущения, которые позволят существенно упростить процедуру определения искомых параметров. Предположим, что ДВТ (рис. 2) является симметричным восьмиполюсником с симметричными плоскостями отсчета, что техно-

логически реально осуществить. Тогда матрица рассеяния [S] этого многополюсника будет симметрична, так как все элементы структуры изотропны. Из соображений геометрической симметрии всегда соблюдаются условия:

$$S_{13}=S_{23}=S_{31}=S_{32};\ S_{14}=-S_{24}=S_{41}=S_{42};\ S_{34}=0;$$
$$S_{43}=0;\ S_{11}=S_{22};\ S_{12}=S_{21}. \qquad (12)$$

Учитывая вышеизложенное, формулы (6), (7) и (9), (10) приобретут следующие выражения:

$$\alpha=\frac{S_{31}\Gamma_1}{(1-S_{33}\Gamma_R)}-\frac{1-\Gamma_1(S_{11}+S_{12})}{2S_{13}\Gamma_R},\ \beta=\frac{S_{31}\Gamma_2}{(1-S_{33}\Gamma_R)}-\frac{1-\Gamma_2(S_{11}+S_{12})}{2S_{13}\Gamma_R},$$

$$\gamma=\delta=\frac{S_{31}}{(1-S_{33}\Gamma_R)}+\frac{S_{11}+S_{12}}{2S_{13}\Gamma_R},\ \theta=\frac{S_{33}}{(1-S_{33}\Gamma_R)},\ \vartheta=0$$

$$\alpha'=\frac{S_{21}\Gamma_1(1-S_{44}\Gamma_A)+S_{24}S_{41}\Gamma_A\Gamma_1}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)}+\frac{S_{31}\Gamma_1}{(1-S_{33}\Gamma_R)},\ \beta'=\frac{S_{24}S_{42}\Gamma_A\Gamma_2-(1-S_{44}\Gamma_A)(1-S_{22}\Gamma_2)}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)}+\frac{S_{31}\Gamma_2}{(1-S_{33}\Gamma_R)}, \qquad (13)$$

$$\gamma'=\frac{(1-S_{44}\Gamma_A)S_{21}+S_{24}S_{41}\Gamma_A}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)}+\frac{S_{31}}{(1-S_{33}\Gamma_R)},\ \delta'=\frac{(1-S_{44}\Gamma_A)S_{22}+S_{24}S_{42}\Gamma_A}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)}+\frac{S_{31}}{(1-S_{33}\Gamma_R)},$$

$$\theta'=\frac{1}{\Gamma_R}+\frac{S_{33}}{(1-S_{33}\Gamma_R)},\ \vartheta'=\frac{S_{24}}{S_{23}\Gamma_R(1-S_{44}\Gamma_A)}.$$

Эти значения могут быть использованы при реализации упрощенных алгоритмов обработки измерительной информации, а также в качестве первых приближений для точного определения данных констант при реализации процедуры настройки измерительного волноводного тройника.

Соотношения (4) определяют матрицу рассеяния любого симметричного восьмиполюсника, подобного указанному на рис. 2. При этом не имеет значения внутреннее устройство ДВТ, лишь бы был он симметричен и в его плечах распространялись волны типа ТЕ10. На практике наиболее часто применяются тройники, у которых обеспечены условия: $S_{33}=0$; $S_{44}=0$.

Всегда можно сделать так, чтобы $S_{33}=0$ (т.е. вход 3 согласован, если остальные плечи нагружены на согласованные нагрузки). Такое согласование осуществляется введением в соответствующее сечение плеча 3 реактивной проводимости нужной величины. В этом случае устройство тройника изменяется и все коэффициенты матрицы рассеяния, кроме S_{44}, также изменяются. Элемент S_{44} остается неизменным, т.к. согласно уравнений (12) $S_{34}=0$, между плечами 3 и 4 нет никакой связи. Аналогичным образом можно добиться, чтобы $S_{44}=0$, при этом коэффициент S_{33} остается неизменным и равным нулю. Кроме того, в соответствии с первоначальными принятыми допущениями из свойств унитарности матрицы рассеяния следует, что $S_{11}=S_{12}=0$. Тогда, учитывая вышеприведенное, эквивалентные константы (13) запишутся следующим образом:

$$\alpha=\frac{1}{\sqrt{2}}(\Gamma_1-\frac{1}{\Gamma_R}),\ \beta=\frac{1}{\sqrt{2}}(\Gamma_2-\frac{1}{\Gamma_R}),\ \gamma=\delta=\frac{1}{\sqrt{2}},\ \theta=\vartheta=0,$$

$$\alpha'=\frac{\Gamma_1}{\sqrt{2}}(1-\frac{\Gamma_A}{\Gamma_R}),\ \beta'=\frac{1}{\sqrt{2}}\left(\frac{\Gamma_A\Gamma_2-2}{\Gamma_R}+1\right),\ \gamma'=\frac{1}{\sqrt{2}}(1-\frac{\Gamma_A}{\Gamma_R}),\ \delta'=\frac{1}{\sqrt{2}}(1+\frac{\Gamma_A}{\Gamma_R}), \qquad (14)$$

$$\theta' = \frac{1}{\Gamma_R},\ \vartheta' = -\frac{1}{\Gamma_R}.$$

Как следствие полученных выражений, уравнения (11) примут вид:

$$b_1 = \frac{1}{(\Gamma_1\Gamma_R-1)(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)-(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)}\times\{E_1[(\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)]+$$
$$+E_2[(\Gamma_R+\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)]+(E_R-E_A)\sqrt{2}(\Gamma_2\Gamma_R-1)\}, \quad (15)$$
$$b_2 = \frac{1}{(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)-(\Gamma_1\Gamma_R-1)(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)}\times\{E_1[(\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_1\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)]+$$
$$+E_2[(\Gamma_R+\Gamma_A)(\Gamma_1\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)]+(E_R-E_A)\sqrt{2}(\Gamma_1\Gamma_R-1)\}.$$

При точном подборе параметров антенны и ее эквивалента $E_A=E_X+E_{ША}$ и $E_R=E_{ША}$ выражения для нормированных отраженных волн b_1, b_2 примут вид:

$$b_1 = \frac{1}{(\Gamma_1\Gamma_R-1)(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)-(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)}\times\{E_1[(\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)]+$$
$$+E_2[(\Gamma_R+\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)]+E_X)\sqrt{2}(1-\Gamma_2\Gamma_R)\}, \quad (16)$$
$$b_2 = \frac{1}{(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)-(\Gamma_1\Gamma_R-1)(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)}\times\{E_1[(\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_1\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)]+$$
$$+E_2[(\Gamma_R+\Gamma_A)(\Gamma_1\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)]+E_X)\sqrt{2}(1-\Gamma_1\Gamma_R)\}.$$

Значения отраженных нормированных волн и их соответствующих мощностей связаны соотношениями [1]:

$$P_1 = \frac{1}{2}|b_1|^2,\ P_2 = \frac{1}{2}|b_2|^2 \quad (17)$$

Тогда

$$P_1 = \frac{1}{2}\left|\frac{1}{(\Gamma_1\Gamma_R-1)(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)-(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)}\times\{E_1[(\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)]+\right.$$
$$\left.+E_2[(\Gamma_R+\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)]+E_X)\sqrt{2}(1-\Gamma_2\Gamma_R)\}\right|^2, \quad (18)$$
$$P_2 = \frac{1}{2}\left|\frac{1}{(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_2\Gamma_R-1)-(\Gamma_1\Gamma_R-1)(\Gamma_A\Gamma_2+\Gamma_R-2)}\times\{E_1[(\Gamma_R-\Gamma_A)(\Gamma_1\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)]+\right.$$
$$\left.+E_2[(\Gamma_R+\Gamma_A)(\Gamma_1\Gamma_R-1)-\Gamma_R(\Gamma_1\Gamma_R-\Gamma_A)]+E_X)\sqrt{2}(1-\Gamma_1\Gamma_R)\}\right|^2.$$

Следует отметить, что приведенные выкладки не дают данных ни о геометрической форме согласующих элементов (эта форма может быть различная), ни о частотной чувствительности согласованного восьмиполюсника, которая зависит от этих согласующих элементов. Оба эти вопроса будут решаться далее полуэмпирически с помощью компьютерных расчетов.

Применение предложенной модели целесообразно при разработке быстродействующих средств измерения. Точность измерения при использовании этой модели будет определяться степенью выполнения оговоренных выше условий.

Выводы

1. Применение предложенной модели целесообразно:

– при разработке быстродействующих средств измерения. Точность измерения при использовании этой модели будет определяться степенью выполнения оговоренных в статье условий;

– при реализации упрощенных алгоритмов обработки измерительной информации, а также в качестве первых приближений для точного определения данных констант при реализации процедуры настройки измерительного ДВТ.

2. Представление эквивалентных констант через S-параметры обобщенного восьмиполюсника позволяет оценить их значения расчетным путем на стадии проектирования либо по результатам измерений после изготовления ДВТ.

3. Значения мощностей отраженных нормированных волн в плечах 1 и 2 симметричного согласованного ДВТ зависят от электрических компонент сигналов радиотепловых шумов смесителей U1 и U2 и полезного измеряемого сигнала и не зависят от собственных шумов антенны X1 и ее эквивалента R1.

Литература

1. Альтман Дж. Л. Устройства сверхвысоких частот / Альтман Дж. Л. – М. : Мир, 1968. – 482 с.
2. Силаев М.А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств / М.А. Силаев, С.Ф. Брянцев. – М. : Сов. радио, 1970. – 242 с.
3. Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов/ [Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф., Манойлов В.Ф. и др.] ; под ред. Ю.А. Скрипника. – Житомир : Волынь, 2003. – 408 с.
4. Мищенко С.В. Проектирование радиоволновых (СВЧ) приборов неразрушающего контроля материалов / С.В. Мищенко, Н.А. Малков. – Тамбов : Изд. ТГТУ, 2003. – 127 с.
5. Принципы моделирования и схемотехнической реализации низкоинтенсивной КВЧ диагностической и терапевтической аппаратуры / Дубовская И.Г., Житник Н.Е., Миронов А.В. [и др.] // Вестник новых медицинских технологий. – 1996. – Т. 3, № 2. – С. 85-90.
6. Есепкина Н.А. Радиотелескопы и радиометры / Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. – М. : Наука, 1972. – С. 259-260.
7. Патент №49190 (Україна), G01R17/00, A61B5/05 Одновходовий супергетеродинний кореляційний радіометр / Куценко В.П. – Опубл. 26.04.2010; Бюл. №8.
8. Карлинер М.М. Электродинамика СВЧ / Карлинер М.М. – Новосибирск : Изд-во Новосиб. гос.ун-та, 2006. – 258 с.

В.П. Куценко
Математична модель подвійного хвильоводного трійника в умовах низькоінтенсивних сигналів
Запропонована математична модель подвійного хвильоводного трійника з урахуванням перетворення низькоінтенсивних сигналів, рівень потужності яких зіставимо з паразитними шумами вхідних елементів вимірювальної радіометричної апаратури.

V.P. Kutsenko
Mathematical Model of Double Wave Guide the Tee in the Conditions of Low Intensive Signals
The mathematical model of a double tee taking into account transformation of low intensive signals which level of capacity is comparable to parasitic noise of entrance elements of measuring radiometric equipment is offered.

Статья поступила в редакцию 17.06.2010.